

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-156689

(43)Date of publication of application : 08.06.2001

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H04J 11/00

(21)Application number : 11-339357

(71)Applicant : TOYOTA CENTRAL RES & DEV LAB
INC

(22)Date of filing : 30.11.1999

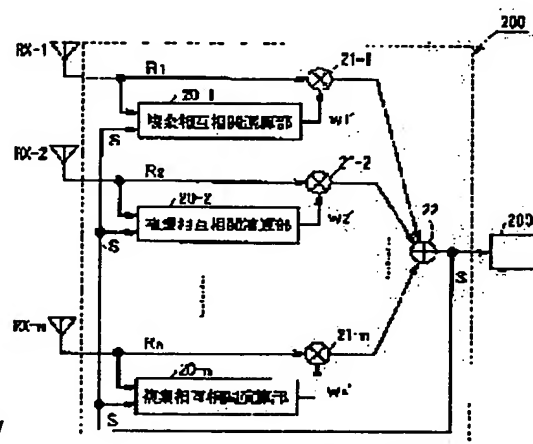
(72)Inventor : SUZUKI TOKUSHO
ITO NOBURO
FUJIMOTO YOSHITOSHI
SHIBATA TSUGUYUKI

(54) DIVERSITY RECEPTION SYSTEM FOR MULTI-CARRIER MODULATION AND DIVERSITY RECEIVER FOR MULTI-CARRIER MODULATION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a multi-carrier receiver that can realize pre-detection diversity.

SOLUTION: Signals R_i received by n -sets of antennas $RX-i$ ($1 \leq i \leq n$) are outputted respectively to complex cross-correlation arithmetic sections 20- i and complex multipliers 21- i . The complex cross-correlation arithmetic sections 20- i output complex weights w_i' to complex multipliers 21- i . The complex multipliers 21- i output products $w_i'R_i$ to a complex adder 22, and the complex adder 22 outputs a sum $S = w_1'R_1 + w_2'R_2 + \dots + w_n'R_n$. The sum $S = w_1'R_1 + w_2'R_2 + \dots + w_n'R_n$ is given to a detection section 2000 and is fed also back to the complex multipliers 21- i . The complex multipliers 21- i decides the weights w_i' in proportion to a correlation signal $\int R_i S^* dt$ so as to allow the diversity circuit 200 in the figure to conduct diversity synthesis of signals received by n -sets of the antennas $RX-i$ by feedback.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 15.01.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 16.12.2003

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3696013

[Date of registration] 08.07.2005

[Number of appeal against examiner's decision] 2004-01039

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-156689

(P2001-156689A)

(43)公開日 平成13年6月8日(2001.6.8)

(51)Int.Cl.	識別記号	F I	フォーマット(参考)
H 0 4 B 7/08		H 0 4 B 7/08	D 5 K 0 2 2
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 5 9

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平11-339357

(22)出願日 平成11年11月30日(1999. 11. 30)

(71)出願人 000003609

株式会社豊田中央研究所

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1

(72)発明者 鈴木 徳祥

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72)発明者 伊藤 修朗

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(74)代理人 100087723

弁理士 藤谷 修

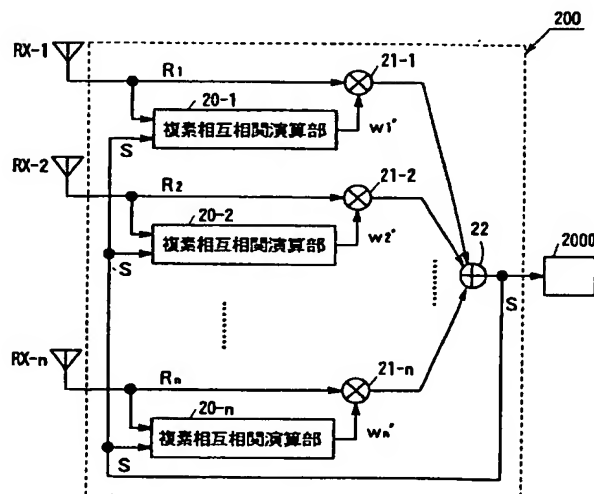
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 マルチキャリア変調用ダイバーシチ受信方式及びマルチキャリア変調用ダイバーシチ受信装置

(57)【要約】

【課題】 マルチキャリアの受信装置において検波前ダイバーシチを実現すること。

【解決手段】 n 本のアンテナ $RX-i$ ($1 \leq i \leq n$) で受信された信号 R_i が、各々複素相互相関演算部 20-i と複素乗算器 21-i に出力される。複素相互相関演算部 20-i では各々複素重み w_i^* を各々複素乗算器 21-i に出力する。乗算器 21-i では積 $w_i^* R_i$ を複素加算器 22 に出力し、複素加算器 22 はこれらの和 $S = w_1^* R_1 + w_2^* R_2 + \dots + w_n^* R_n$ を出力する。和 $S = w_1^* R_1 + w_2^* R_2 + \dots + w_n^* R_n$ は検波部 2000 に提供されるとともに複素相互相関演算部 20-i にもフィードバックされる。複素相互相関演算部 20-i においては、相関信号 $\int R_i S^* dt$ に比例するように重み w_i^* を決定することで、図2のようなダイバーシチ回路 200 は、 n 本のアンテナ $RX-i$ で受信された信号の、フィードバックによるダイバーシチ合成がなされる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの、第 1、第 2、…、第 n の受信信号を対応する第 1、第 2、…、第 n パラメータを用いて合成する合成手段と、

その合成手段の出力する合成信号と第 1、第 2、…、第 n の受信信号とから、対応する第 1、第 2、…、第 n パラメータを算出する n 個のパラメータ算出手段とを有し、

前記合成手段から前記 n 個のパラメータ算出手段に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信方式。

【請求項 2】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから第 1、第 2、…、第 n の複素相互相関信号をとる手段と、

第 1、第 2、…、第 n の複素相互相関信号を重みとして第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号から複素合成信号を加重合成する手段とを有し、

加重合成された複素合成信号を前記複素相互相関信号をとる手段に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信方式。

【請求項 3】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々の遅延量を走査しつつ第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関信号をとる手段と、

第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関信号をとる手段の出力の第 1、第 2、…、第 n の最適遅延量に応じて第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号を各々遅延する第 1、第 2、…、第 n の遅延手段と、

第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関信号を重みとして第 1、第 2、…、第 n の遅延された複素受信信号から複素合成信号を加重合成する手段とを有し、

加重合成された複素合成信号を前記スライディング相関信号をとる手段に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信方式。

【請求項 4】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信装置において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナと、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの第 1、第 2、…、第 n の受信信号を対応する第 1、第 2、…、第 n パラメータを用いて合成する合成回路と、

その合成回路の出力する合成信号と第 1、第 2、…、第 n の受信信号とから対応する第 1、第 2、…、第 n パラメータを算出する n 個のパラメータ算出回路とを有し、合成回路の合成信号を前記 n 個のパラメータ算出回路に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信装置。

【請求項 5】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信装置において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナと、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから第 1、第 2、…、第 n の複素相互相関信号をとる複素相互相関演算部と、

第 1、第 2、…、第 n の複素相互相関信号を重みとして第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号から複素合成信号を加重合成する複素加重演算部とを有し、

加重合成された複素合成信号を前記複素相互相関演算部に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信装置。

【請求項 6】 マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信装置において、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナと、

第 1、第 2、…、第 n (n は 2 以上の整数) アンテナの、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから、第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号の各々の遅延量を走査しつつ第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関信号をとるスライディング相関演算部と、

第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関演算部の出力の第 1、第 2、…、第 n の最適遅延量に応じて第 1、第 2、…、第 n の複素受信信号を各々遅延する第 1、第 2、…、第 n の遅延回路と、

第 1、第 2、…、第 n のスライディング相関信号を重みとして第 1、第 2、…、第 n の遅延された複素受信信号から複素合成信号を加重合成する複素加重合成部とを有し、

加重合成された複素合成信号を前記スライディング相関演算部に逐次フィードバックすることを特徴とするマルチキャリア変調ダイバーシチ受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は多数の搬送波（キャリア）を用いるマルチキャリア変調受信方式及びマルチキャリア変調受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 従来、例えばシングルキャリア変調の受信方式に検波後ダイバーシチ受信を適用した受信回路として特開平 9-247066、特開平 10-22936

0、特開平10-256966などが知られている。これらは受信波を検波したのち、各々のアンテナでの先行波と遅延波の合成信号の位相を揃え、振幅に比例した重み付けを行うことで最大比合成を行うものである。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】ところが、例えば直交周波数分割多重方式（OFDM）のようなマルチキャリア変調方式の受信装置に上述の検波後ダイバーシチ受信を適用しようとすれば、各キャリアごとに位相のずれが異なるため、最適なダイバーシチ受信を行うためにはアンテナ毎に直交変換回路（高速フーリエ変換器など）が必要で且つ各キャリア毎にダイバーシチ回路を1つずつ組み込む必要があり、回路規模が膨大となるという問題があった。

【0004】よって本発明の目的は、マルチキャリア変調受信方式或いはマルチキャリア変調受信装置に適用できるダイバーシチ受信方式を提供することである。

【0005】

【課題を解決するための手段】上記の課題を解決するため請求項1に記載の手段によれば、マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、第1、第2、…、第 n （ n は2以上の整数）アンテナの、第1、第2、…、第 n の受信信号を対応する第1、第2、…、第 n パラメータを用いて合成する合成手段と、その合成手段の出力する合成信号と第1、第2、…、第 n の受信信号とから、対応する第1、第2、…、第 n パラメータを算出する n 個のパラメータ算出手段とを有し、合成手段から n 個のパラメータ算出手段に逐次フィードバックすることを特徴とする。

【0006】また、請求項2に記載の手段によれば、マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、第1、第2、…、第 n （ n は2以上の整数）アンテナの、第1、第2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから第1、第2、…、第 n の複素相互相関信号をとる手段と、第1、第2、…、第 n の複素相互相関信号を重みとして第1、第2、…、第 n の複素受信信号から複素合成信号を加重合成する手段とを有し、加重合成された複素合成信号を複素相互相関信号をとる手段に逐次フィードバックすることを特徴とする。

【0007】また、請求項3に記載の手段によれば、マルチキャリア変調を用いた通信におけるダイバーシチ受信方式において、第1、第2、…、第 n （ n は2以上の整数）アンテナの、第1、第2、…、第 n の複素受信信号の各々と複素合成信号とから、第1、第2、…、第 n の複素受信信号の各々の遅延量を走査しつつ第1、第2、…、第 n のスライディング相関信号をとる手段と、第1、第2、…、第 n のスライディング相関信号をとる手段の出力の第1、第2、…、第 n の最適遅延量に応じて第1、第2、…、第 n の複素受信信号を各々遅延する

第1、第2、…、第 n の遅延手段と、第1、第2、…、第 n のスライディング相関信号を重みとして第1、第2、…、第 n の遅延された複素受信信号から複素合成信号を加重合成する手段とを有し、加重合成された複素合成信号をスライディング相関信号をとる手段に逐次フィードバックすることを特徴とする。

【0008】請求項4乃至請求項6に記載の手段は、それぞれ請求項1乃至請求項3に記載のマルチキャリア変調ダイバーシチ受信方式を適用したマルチキャリア変調ダイバーシチ受信装置としたものである。

【0009】

【作用及び発明の効果】マルチキャリア変調信号の受信において、最大比合成によるダイバーシチ受信を行う際、合成信号をフィードバックして、各アンテナの受信信号の合成のためのパラメータを算出する。ここで言うパラメータとは、例えば振幅（増幅率）、位相、更には実時間上での遅延時間などである。このパラメータにより、受信信号の所望波が強めあった合成信号を得ることができる。こうして合成信号が逐次フィードバックされることにより、所望波の合成信号を強くすることができる。

【0010】受信信号を複素信号として扱い、相関信号を位相情報の乗った複素相互相関信号とすれば、所望波の位相を揃えることができる。また、遅延量を走査しつつスライディング相関信号を取ることで、各アンテナでの所望波の遅延時間差をも揃えた、より強い合成信号を得ることができる。

【0011】

【発明の実施の形態】〔第1実施例〕図1は、本発明に係るマルチキャリア変調受信装置のダイバーシチ受信回路100を示したブロック図である。 n 本のアンテナRX-1、RX-2、…、RX- n で受信された信号 R_1 、 R_2 、…、 R_n が、各々パラメータ演算回路10-1、10-2、…、10- n と合成回路11に出力される。パラメータ演算回路10-1、10-2、…、10- n では、パラメータの組（ベクトル） w_1 、 w_2 、…、 w_n を合成回路11に出力する。ここでパラメータとは、所望波を強くするための振幅（増幅率）と位相の組（複素数）、実時間上での遅延時間などから選ばれる。合成回路11は信号 R_1 、 R_2 、…、 R_n とパラメータの組（ベクトル）から例えば複素演算により合成信号 S を出力する。合成信号 S は検波部1000に提供されるとともにパラメータ演算回路10-1、10-2、…、10- n にもフィードバックされる。これにより所望波が次第に強まるようフィードバック制御することが可能となる。

【0012】パラメータ演算回路でパラメータを決定する際、例えばトレーニング信号（既知の参照信号）を含むマルチキャリア信号の場合は、信号部分の誤差を小さくするように決定される。また、ガードインターバルを

含むマルチキャリア信号の場合はガードインターバルとその複写もとであるシンボル後端部との波形比較により誤差を小さくするように決定される。また、合成信号と受信信号の相関をとることで、相関値に比例した複素振幅（増幅率と位相）として決定することもできる。

【0013】〔第2実施例〕本発明のダイバーシチ受信としては、合成回路をn個の乗算器と1個の加算器の組み合わせとし、乗算器を複素乗算器とし、パラメータ演算回路を複素相互相関演算により複素重みを計算するものとしても良い。これを図2にダイバーシチ回路200として示す。

【0014】図2のダイバーシチ回路200は、n本のアンテナRX-1、RX-2、…、RX-nで受信された信号R₁、R₂、…、R_nが、各々複素相互相関演算部20-1、20-2、…、20-nと複素乗算器21-1、21-2、…、21-nとに出力される。各々複素相互相関演算部20-1、20-2、…、20-nでは複素重みw₁'、w₂'、…、w_n'を算出し、複素乗算器21-1、21-2、…、21-nに出力する。複素乗算

$$\int R_i S^* dt = \int (D_i D_0^* + U_i U_0^*) dt + \int (D_i U_0^* + U_i D_0^*) dt \quad \dots (2)$$

【0017】式(2)で、右辺の第2の積分は相関が小さいので、確率論的に極めて小さい値を取ると考えて良い。すると、和S=D₀+U₀の、D₀が大きい場合は式(2)は、

$$\int R_i S^* dt \approx \int D_i D_0^* dt \quad \dots (3-1)$$

また、和S=D₀+U₀の、U₀が大きい場合は式(2)は、

$$\int R_i S^* dt \approx \int U_i U_0^* dt \quad \dots (3-2)$$

となることがわかる。このような相関信号 $\int R_i S^* dt$ に比例するように複素重みw_i'を決定することで、図2のようなダイバーシチ回路200は、n本のアンテナRX-1、RX-2、…、RX-nで受信された信号の、先行波が全体として強い場合は先行波が大きく、遅延波が全体として強い場合は遅延波が強くなるよう、フィードバックによりダイバーシチ合成されることとなる。複素重みw_i'を用いることにより、位相情報も相関を取ることとなり、相関度のより高い信号が複素空間でより大きな重みを以て複素加重合成される。

【0018】図3は本発明の効果を示すため、シミュレーションを行った結果である。横軸DURは先行波と遅延波の比を示し、右側ほど先行波の割合が高い。図3では、比較例として、フィードバックの無い、入力信号から位相を回転させ、各入力信号電力を元に重み付けすることによりダイバーシチ合成を行うものを示している。図3によれば、本発明は、比較例、ダイバーシチ無しに比較して、ビット誤り率(BER)が著しく改善されていることがわかる。

【0019】〔第3実施例〕図4は、本発明の第3の実

$$\int R_i S'^* dt$$

$$= \int (D_i D_0'^* + U_i U_0'^*) dt + \int (D_i U_0'^* + U_i D_0'^*) dt \quad \dots (4)$$

*器21-1、21-2、…、21-nは信号R₁、R₂、…、R_nを複素信号として扱い、複素重みw₁'、w₂'、…、w_n'とから信号w₁'R₁、w₂'R₂、…、w_n'R_nを複素加算器22に出力する。複素加算器22は信号w₁'R₁、w₂'R₂、…、w_n'R_nの和S=w₁'R₁+w₂'R₂+…+w_n'R_nを検波部2000と複素相互相関演算部20-1、20-2、…、20-nとに出力する。

【0015】今、右肩の*で複素共役を示すとすれば、複素重みw_i'は、次の式で示されるものである。

$$w_i' = \int R_i S^* dt \quad \dots (1)$$

【0016】複素相互相関演算部20-i(1≤i≤n)においては、次の方式で信号R_iと和Sから複素重みw_i'を計算する。アンテナRX-iで受信された信号R_iを、先行波D_iと遅延波U_iの和であるとする。また、フィードバックされた和Sを、先行波の和による部分と遅延波の和による部分とに分け、D₀+U₀と置く。受信された信号R_i=D_i+U_iと、和S=D₀+U₀の相関信号を取れば次の通りである。尚、積分区間は任意であるので示さないが積分は定積分を示す。

施例を示す発明に係るマルチキャリア受信装置のダイバーシチ回路300を示したブロック図である。n本のアンテナRX-1、RX-2、…、RX-nで受信された信号R₁、R₂、…、R_nが、各々スライディング相関演算部30-1、30-2、…、30-nと遅延回路33-1、33-2、…、33-nに出力される。遅延素子33-i(1≤i≤n)は、スライディング相関演算部30-iから得られる遅延量τ_iだけ遅延された信号R_i'を複素乗算器31-iに出力する。複素乗算器31-iではスライディング相関演算部30-iから得られる複素重みw_i'と遅延信号R_i'の積を複素加算器32に出力する。複素加算器32は、複素乗算器31-1、31-2、…、31-nの出力w₁'R₁'、w₂'R₂'、…、w_n'R_n'の和S'=w₁'R₁'+w₂'R₂'+…+w_n'R_n'をとり、和S'は検波部3000に提供されるとともにスライディング相関演算部30-1、30-2、…、30-nにもフィードバックされる。

【0020】スライディング相関演算部30-i(1≤i≤n)においては、次の方式で遅延されていない信号R_iと和S'から重みw_i'を計算する。アンテナRX-iで受信された信号R_iを、先行波D_iと遅延波U_iの和であるとする。また、フィードバックされた和S'を、先行波の和による部分と、受信時の遅延波の和による部分とに分け、D₀'+U₀'と置く。受信された信号R_i=D_i+U_iと、和S=D₀'+U₀'の相関信号を取れば次の通りである。尚、積分区間は任意であるので示さないが積分は定積分を示す。また、右肩の*で複素共役を示す。

【0021】式(4)で、右辺の第2項の積分は相関が小さい場合は、確率的に極めて小さい値を取ると考えて良い。しかし遅延量 τ_i を走査することで右辺第1項の積分よりも第2項の積分を大きくできる可能性もある。

$$\int R_i S'^* dt$$

$$= \int (D_i D_0'^* + U_i U_0'^*) dt + \int D_i U_0'^* dt + \int U_i D_0'^* dt \quad \dots (5)$$

【0022】スライディング相関演算部内で、遅延量をあらかじめ走査し、式(5)の第2項或いは第3項の積分値として第1項の積分値よりも大きな値が得られた場合、その時の遅延量 τ_i を出力することで、同様なダイバーシチ合成を行うことができる。

【0023】本発明は、マルチキャリアの受信装置において、最大比合成を検波前に行うものである。上述の3実施例はその典型例を示したものであり、回路構成は上述の3実施例に限定されるものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の具体的な第1の実施例に係るダイバーシチ回路の構成を示したブロック図。

【図2】本発明の具体的な第2の実施例に係るダイバーシチ回路の構成を示したブロック図。

【図3】第2の実施例のダイバーシチ回路と比較例のビ

＊る。そこで遅延量 τ_i を走査し、式(4)を最大とする遅延量 τ_i と、そのときの複素積分から複素重み w_i' を求めることで、より強いダイバーシチ合成を行うことができる。式(4)を更に次のように展開する。

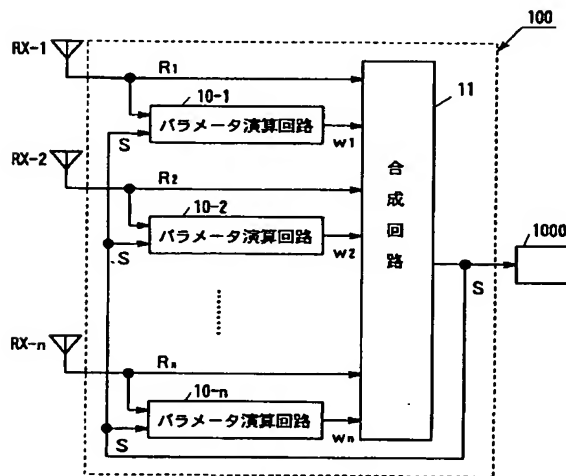
ット誤り率を比較したシミュレーションを示したグラフ図。

【図4】本発明の具体的な第3の実施例に係るダイバーシチ回路の構成を示したブロック図。

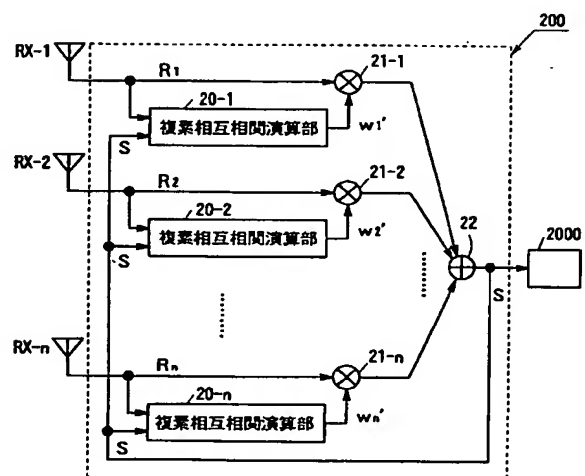
【符号の説明】

- 100、200、300…ダイバーシチ回路
- RX-i…i番目のアンテナ
- 10-i…i番目のパラメータ演算回路
- 20-i…i番目の複素相関演算部
- 30-i…i番目のスライディング相関演算部
- 21-i、31-i…i番目の複素乗算器
- 11…合成回路
- 22、32…複素加算器
- 20 33-i…i番目の遅延回路

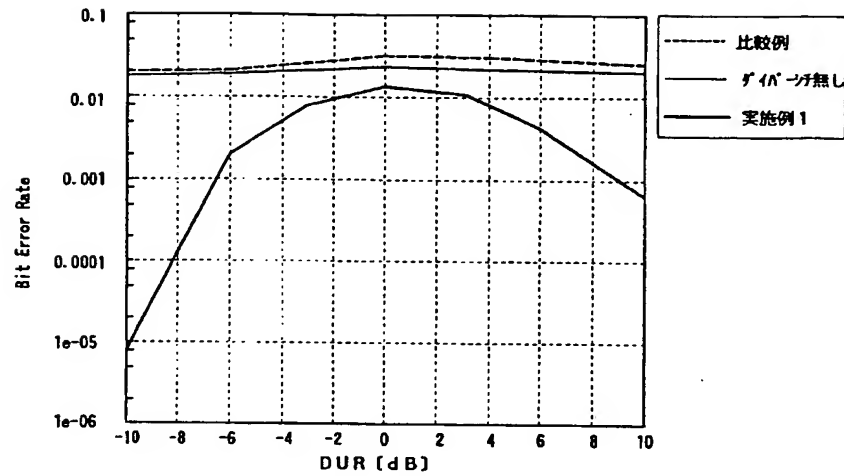
【図1】



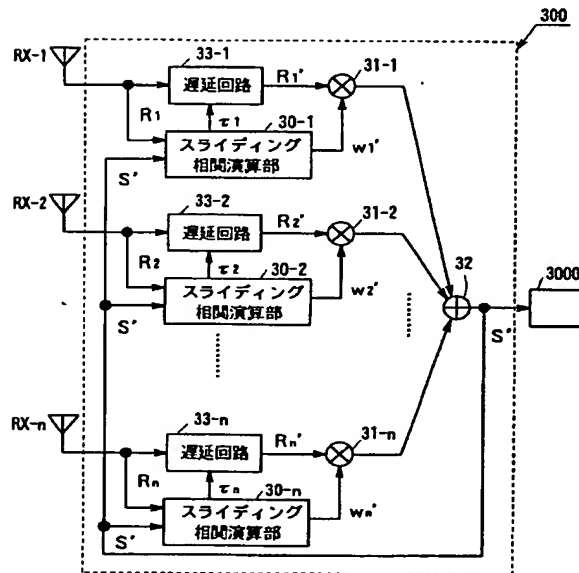
【図2】



【図 3】



【図 4】



フロントページの続き

(72) 発明者 藤元 美俊

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

(72) 発明者 柴田 伝幸

愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道41番
地の1 株式会社豊田中央研究所内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD31 DD32
5K059 CC03 DD33 DD37 DD39 EE02